



PCT
WELTORGANISATION FÜR GEISTIGES EIGENTUM
Internationales Büro
INTERNATIONALE ANMELDUNG VERÖFFENTLICHT NACH DEM VERTRAG ÜBER DIE
INTERNATIONALE ZUSAMMENARBEIT AUF DEM GEBIET DES PATENTWESENS (PCT)

B8

(51) Internationale Patentklassifikation ⁶ : H04L 1/00, H03M 13/00	A1	(11) Internationale Veröffentlichungsnummer: WO 96/13105 (43) Internationales Veröffentlichungsdatum: 2. Mai 1996 (02.05.96)
(21) Internationales Aktenzeichen: PCT/IB95/00912 (22) Internationales Anmeldedatum: 24. Oktober 1995 (24.10.95) (30) Prioritätsdaten: P 44 37 984.6 25. Oktober 1994 (25.10.94) DE (71) Anmelder (für alle Bestimmungsstaaten ausser US): PHILIPS ELECTRONICS N.V. [NL/NL]; Groenewoudseweg 1, NL-5621 BA Eindhoven (NL). (71) Anmelder (nur für DE): PHILIPS PATENTVERWALTUNG GMBH [DE/DE]; Röntgenstrasse 24, D-22335 Hamburg (DE). (72) Erfinder; und (75) Erfinder/Anmelder (nur für US): PETERSEN, Jürgen [DE/DE]; Dr.-Carlo-Schmid-Strasse 58, D-90491 Nürnberg (DE). (74) Anwalt: WALZ, Erich; Internationaal Octrooibureau B.V., P.O. Box 220, NL-5600 AE Eindhoven (NL).	(81) Bestimmungsstaaten: AU, JP, US, europäisches Patent (AT, BE, CH, DE, DK, ES, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE). Veröffentlicht Mit internationalem Recherchenbericht.	

(54) Title: **TRANSMISSION SYSTEM WITH SOFT OUTPUT DECODING AND REDUCED STORAGE CAPACITY REQUIREMENT**

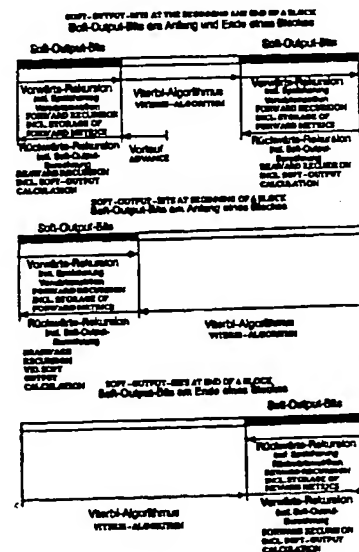
(54) Bezeichnung: **ÜBERTRAGUNGSSYSTEM MIT SOFT-OUTPUT-DEKODIERUNG BEI REDUZIERTEM SPEICHERBEDARF**

(57) Abstract

The symbol-by-symbol MAP algorithm is an optimum variant among the algorithms for decoding convolution codes, since the bit error probability for the decoded output sequence is minimal if the parasitic process is assumed to have no memory. Furthermore, this algorithm originally a soft-output algorithm whose soft-output values correspond to the bit error probabilities of the decoded bits if the soft-decision input values represent the bit error probabilities of the input bits. The disadvantage of using probabilities resides not only in digital problems but also in the need to store the accumulated rearward metrics which are calculated during rearward recursion. The invention concerns a variant which reduces the storage capacity requirement for the rearward metrics by the factor L, when L is the influence length of the convolution code. The results can also be applied to a sub-optimum algorithm which uses log-likelihood-ratio values. In this case, a further saving on the storage capacity requirement is made and the complexity of the calculation is reduced if soft-output values are required only for the bits selected. The soft-output algorithm can then be restricted to the number of soft-output bits whilst the conventional Viterbi algorithm can be applied to the other bits.

(57) Zusammenfassung

Der Symbol-by-Symbol MAP-Algorithmus stellt eine optimale Variante unter den Dekodieralgorithmus von Faltungscodes in dem Sinne dar, daß die Bitfehlerwahrscheinlichkeit für die decodierte Ausgangsfolge unter der Annahme eines gedächtnislosen Störprozesses minimal wird. Ferner ist dieser Algorithmus von Hause aus ein Soft-Output-Algorithmus, dessen Soft-Output-Werte den Bitfehlerwahrscheinlichkeiten der decodierten Bits entsprechen, falls die Soft-Decision-Eingangswerte die Bitfehlerwahrscheinlichkeiten der Eingangsbits darstellen. Nachteilig ist neben den numerischen Problemen bei der Verwendung von Wahrscheinlichkeiten, daß eine Abspeicherung der akkumulierten Rückwärtsmetriken erforderlich ist, die während der Rückwärtsrekursion berechnet werden. In diesem Beitrag wird eine Variante beschrieben, die den Speicherbedarf für die Rückwärtsmetriken um den Faktor L reduziert, wenn L die Einflußlänge des Faltungscodes ist. Es wird gezeigt, daß die Ergebnisse ebenfalls auf einen suboptimalen Algorithmus, der Log-Likelihood-Verhältnisswerte verwendet, übertragbar sind. In diesem Fall ist sogar eine weitere Einsparung an Speicherbedarf und Rechenaufwand gegeben, wenn nur für ausgesuchte Bits Soft-Output-Werte benötigt werden. Der Soft-Output-Algorithmus kann dann auf die Anzahl der "Soft-Output"-Bits beschränkt werden, während für die übrigen Bits der herkömmliche Viterbi-Algorithmus angewendet wird.



BEST AVAILABLE COPY

LEDIGLICH ZUR INFORMATION

Codes zur Identifizierung von PCT-Vertragsstaaten auf den Kopfbögen der Schriften, die internationale Anmeldungen gemäss dem PCT veröffentlichen.

AT	Österreich	GA	Gabon	MR	Mauretanien
AU	Australien	GB	Vereinigtes Königreich	MW	Malawi
BB	Barbados	GE	Georgien	NE	Niger
BE	Belgien	GN	Guinea	NL	Niederlande
BF	Burkina Faso	GR	Griechenland	NO	Norwegen
BG	Bulgarien	HU	Ungarn	NZ	Neuseeland
BJ	Benin	IE	Irland	PL	Polen
BR	Brasilien	IT	Italien	PT	Portugal
BY	Belarus	JP	Japan	RO	Rumänien
CA	Kanada	KE	Kenya	RU	Russische Föderation
CF	Zentrale Afrikanische Republik	KG	Kirgisistan	SD	Sudan
CG	Kongo	KP	Demokratische Volksrepublik Korea	SE	Schweden
CH	Schweiz	KR	Republik Korea	SI	Slowenien
CI	Côte d'Ivoire	KZ	Kasachstan	SK	Slowakei
CM	Kamerun	LI	Liechtenstein	SN	Senegal
CN	China	LK	Sri Lanka	TD	Tschad
CS	Tschechoslowakei	LU	Luxemburg	TG	Togo
CZ	Tschechische Republik	LV	Lettland	TJ	Tadschikistan
DE	Deutschland	MC	Monaco	TT	Trinidad und Tobago
DK	Dänemark	MD	Republik Moldau	UA	Ukraine
ES	Spanien	MG	Madagaskar	US	Vereinigte Staaten von Amerika
FI	Finnland	ML	Mali	UZ	Usbekistan
FR	Frankreich	MN	Mongolei	VN	Vietnam

BESCHREIBUNG

Übertragungssystem mit Soft-Output-Dekodierung bei reduziertem Speicherbedarf

Die Erfindung betrifft ein digitales Übertragungssystem mit einer eine
Codiereinrichtung zur Codierung eines zu übertragenden Digitalsignals aufweisenden
5 Sendeeinrichtung, mit mindestens einem Übertragungskanal zur Übertragung des
codierten Digitalsignals und mit einer Decodiereinrichtung zur Bildung eines
decodierten Digitalsignals mit einem den jeweiligen Symbolen des decodierten
Digitalsignals zugeordneten Schätzwert für die Wahrscheinlichkeit mit der das
jeweilige Symbol gesendet wurde, wobei zur Ermittlung der Schätzwerte Vorwärts-
10 und abzuspeichernde Rückwärtszustandsmetriken vorgesehen sind.

Die Erfindung betrifft weiter eine Funkstation, insbesondere eine Feststation- oder
eine Mobilstation mit einer Decodiereinrichtung zur Bildung eines decodierten
Digitalsignals aus einem Empfangssignal mit einem den jeweiligen Symbolen des
15 decodierten Digitalsignals zugeordneten Schätzwert für die Wahrscheinlichkeit, mit
der das jeweilige Symbol gesendet wurde, wobei zur Ermittlung der Schätzwerte
Vorwärts- und abzuspeichernde Rückwärtszustandsmetriken vorgesehen sind.

Die Erfindung betrifft weiter eine Decodiereinrichtung für eine derartige
20 Funkstation.

Die Erfindung ist bei der Decodierung von Faltungscodes mit Soft-Input- und Soft-
Output-Werten nach dem Prinzip des Symbol-by-Symbol MAP-Algorithmus (MAP=
maximum a-posteriori probability) einsetzbar. Dabei wird die a-Posteriori-
25 Wahrscheinlichkeit für die decodierten Symbole maximiert unter der Bedingung der
empfangenen Folge. Der Symbol-by-Symbol MAP-Decodieralgorithmus kann durch
Anwendung einer Vorwärts- und Rückwärtsrekursion durch das Trellis-Diagramm
des Faltungscodes realisiert werden. Dabei sind sowohl die Vorwärts- und bis auf

- die Rekursionsrichtung auch die Rückwärtsrekursion dem Viterbi-Algorithmus sehr ähnlich. Die bei der Rückwärtsrekursion berechneten akkumulierten Metriken müssen abgespeichert werden, da sie bei der Vorwärtsrekursion für die Berechnung der Soft-Output-Werte benötigt werden. Der Speicherplatzbedarf beträgt hierfür
- 5 $N \cdot 2^{L-1}$ Worte (Auf heute üblichen Festkomma-DSP's besteht ein Wort in der Regel aus 16 Bits), wobei N die Blocklänge und L die Einflußlänge des Faltungscodes ist. Typische Werte für L liegen im Bereich $[5, \dots, 7]$. Das bedeutet bereits bei moderaten Blocklängen N von einigen hundert Bits einen hohen Speicherplatzbedarf, der auf heute verfügbaren Digitalen Signalprozessoren (DSP) nicht zur Verfügung
- 10 gestellt werden kann. Wegen der Rückwärtsrekursion und der Abspeicherung der Metriken ist der Algorithmus primär für Signalfolgen mit Blockstruktur geeignet. Der exakte Symbol-by-Symbol MAP-Algorithmus ist für Festkomma-DSP's grundsätzlich ungeeignet, da er als Soft-Input-Werte Wahrscheinlichkeiten benötigt, deren Verknüpfung im Algorithmus (Multiplikation und Addition) schnell zu
- 15 numerischen Problemen führt. Daher muß auf heute verfügbaren Festkomma-DSP's eine suboptimale Variante eingesetzt werden, die als Soft-Input-Werte entweder logarithmierte Wahrscheinlichkeiten oder sog. Log-Likelihood-Verhältniswerte verwendet, wobei die Verknüpfungen im Algorithmus dann aus Additionen und Maximumbildung bestehen.
- 20 Der Erfindung liegt die Aufgabe zugrunde, ein Übertragungssystem der eingangs genannten Art mit einem reduzierten Speicherbedarf der Decodiereinrichtung anzugeben.
- 25 Diese Aufgabe wird durch die in den Ansprüchen 1 bei einem Übertragungssystem der eingangs genannten Art dadurch gelöst, daß die Rückwärtszustandsmetriken nur in jedem L -ten Schritt abgespeichert werden, wobei L die Einflußlänge des in der Decodiereinrichtung verwendeten Faltungscodes ist.

Bei einer Funkstation und einer Decodiereinrichtung der eingangs genannten Art wird diese Aufgabe dadurch gelöst, daß die Decodiereinrichtung Mittel zur Speicherung der Rückwärtszustandsmetriken nur in jedem L-ten Schritt aufweist, wobei L die Einflußlänge des in der Decodiereinrichtung verwendeten Faltungscodes ist.

Die Erfindung besteht darin, durch Modifikation des bereits bekannten Basis-Algorithmus den erforderlichen Speicherplatzbedarf für die akkumulierten Metriken aus der Rückwärtsrekursion um den Faktor L zu reduzieren. Das gilt sowohl für den exakten als auch für den suboptimalen Algorithmus. Für den suboptimalen Algorithmus kann man eine weitere Einsparung sowohl an Speicherplatzbedarf als auch an Rechenaufwand erreichen, wenn nur für einen Teil der Bits eines Blockes Soft-Output-Werte erforderlich sind. Diese Bits können dann durch Umsortierung an den Anfang und/oder an das Ende eines Blockes plaziert werden, so daß dann die Möglichkeit besteht, den vollständigen Soft-Output-Algorithmus nur auf diese Bits zu beschränken. Für die übrigen Bits kann die Abspeicherung der akkumulierten Metriken aus der Rückwärtsrekursion und auch die Rückwärtsrekursion selbst entfallen. Statt dessen muß für diese Bits ein "Survivor"- oder Pfad-Gedächtnis während der Vorwärtsrekursion geführt werden, was dem herkömmlichen Viterbi-Algorithmus entspricht und lediglich $N \cdot 2^{L-1}/16$ Worte an Speicherplatz beansprucht.

Die Erfindung geht von einem Übertragungssystem aus, das aus den Komponenten Binärquelle, Faltungscoder, Kanal und Faltungsdecoder besteht. Insbesondere soll der Kanal neben den sende- und empfangsseitigen Komponenten wie Modulator und Demodulator zusätzlich eine Einrichtung enthalten, die die Wahrscheinlichkeiten $P(\hat{u}_{nm})$ schätzt, mit der die Symbole \hat{u}_{nm} gesendet wurden, oder eine daraus abgeleitete Größe wie logarithmierte Wahrscheinlichkeiten $\log P(\hat{u}_{nm})$ bzw. Log-Likelihood-Verhältniswerte $\log(P(\hat{u}_{nm} = 1)/P(\hat{u}_{nm} = 0))$.

Die Binärquelle erzeugt binäre Vektoren $\underline{x} = (x_1, x_2, \dots, x_{N-L+1}, x_{N-L+2}=0, \dots, x_N=0)$ der Länge N mit $x_i \in \{0, 1\}$, wobei jeweils die letzten $L-1$ Bits mit Nullen besetzt werden (Tail-Bits), damit der Encoder und Decoder nach jedem Block in den Nullzustand übergehen. Der Faltungsender generiert aus jedem Eingangssymbol x_n ein Ausgangssymbol $u_n = (u_{n1}, \dots, u_{nM})$ der Länge M mit $u_{nm} \in \{0, 1\}$, so daß sich der Vektor $\underline{u} = (u_{11}, \dots, u_{1M}, \dots, u_{NM}, \dots, u_{N1}, \dots, u_{NM})$ ergibt. Das zeitdiskrete Kanalmode'll liefert für jedes Symbol \hat{u}_{nm} einen Schätzwert $g_{nm} = g(\hat{u}_{nm}) = P(\hat{u}_{nm})$ für die Wahrscheinlichkeit, mit der das Symbol \hat{u}_{nm} gesendet wurde. Der Faltungsdecoder soll für jedes decodierte Symbol \hat{x}_n einen Schätzwert $q_n = q(\hat{x}_n)$ für die Wahrscheinlichkeit $P(\hat{x}_n | \hat{\underline{u}})$ ausgeben, mit der das Symbol \hat{x}_n gesendet wurde. Zur Vermeidung von Skalierungsproblemen wird als Soft-Output-Wert in der Regel das Wahrscheinlichkeitsverhältnis \bar{q}_n verwendet, wie dies in Gleichung 1 angegeben ist:

$$\bar{q}_n = P(\hat{x}_n = 1 | \hat{\underline{u}}) / P(\hat{x}_n = 0 | \hat{\underline{u}}) \quad (1)$$

Da der Algorithmus auf faltungscodierte Symbolfolgen angewandt wird, soll kurz auf die Erzeugung derartiger Symbolfolgen eingegangen werden (Faltungsender). Bild 2 zeigt die Schaltung eines 1/2-ratigen Faltungsenders für einen Faltungscode mit der Einflußlänge L (Gedächtnis = $L-1$). Die Zustände des Faltungscodes, die sowohl im Encoder als auch im Decoder verwendet werden, sollen mit S_n bezeichnet werden und setzen sich aus $L-1$ vorhergehenden Eingangssymbolen zusammen:

$$S_{n-1} = (x_{n-L+1}, \dots, x_{n-2}, x_{n-1}) \quad \text{bzw.} \quad S_n = (x_{n-L+2}, \dots, x_{n-1}, x_n)$$

Während des Codiervorganges im Schritt n geht der Encoder vom Ausgangszustand S_{n-1} bei Eingabe des Symbols x_n über in den Folgezustand S_n und gibt dabei das M -stellige Symbol $u_n = (u_{n1}, \dots, u_{nM})$ aus.

Im folgenden werden die einzelnen Schritte für den exakten Algorithmus, die zur Berechnung der Soft-Output-Werte erforderlich sind, beschrieben.

Im Schritt 1, der die Berechnung der Zweigmetriken betrifft, wird für jeden Zustandsübergang (Zweig), der im Zustand S_{n-1} beginnt und im Zustand S_n endet, aus den geschätzten Wahrscheinlichkeiten $P(\hat{u}_{nm})$ der Empfangssymbole \hat{u}_{nm} die Zweigmetrik $\lambda(S_{n-1}, S_n)$ entsprechend Gleichung 2 berechnet:

$$\lambda(S_{n-1}, S_n) = \prod_{m=1}^M P(\hat{u}_{nm}) = \prod_{m=1}^M g_{nm}$$

5

Im Schritt 2 erfolgt die rekursive Berechnung der Rückwärtszustandsmetriken $\Lambda_B(S_n)$ für jeden Schritt n , beginnend mit $n = N$ bis zum Schritt $n = L+1$ entsprechend Gleichung 3:

$$\Lambda_B(S_{n-1}) = \Lambda_B(S'_n) \cdot \lambda(S_{n-1}, S'_n) + \Lambda_B(S''_n) \cdot \lambda(S_{n-1}, S''_n) \\ \text{für } n = N, N-1, \dots, L+1$$

- Hierin sind S'_n, S''_n Zustände des Faltungsdecoders, die dem Zustand S_{n-1} bei der Rückwärtsrekursion für $x_n = 0$ (S'_n) bzw. $x_n = 1$ (S''_n) "vorausgehen". Vor Beginn der Rückwärtsrekursion im Schritt $n = N$ müssen die Rückwärtszustandsmetriken $\Lambda_B(S_N)$ mit Startwerten besetzt werden; und zwar $\Lambda_B(S_N = 0)$ mit dem Wert Eins und alle anderen Zustandsmetriken $\Lambda_B(S_N \neq 0)$ mit dem Wert Null. Während der Rückwärtsrekursion werden jeweils in jedem L -ten Schritt die 2^{L-1} Rückwärtszustandsmetriken $\Lambda_B(S_n)$ abgespeichert.

Im Schritt 3 erfolgt eine rekursive Berechnung der Vorwärtszustandsmetriken $\Lambda_F(S_n)$ für jeden Schritt n , beginnend mit $n = 1$ bis zum Schritt $n = N$ entsprechend Gleichung 4:

$$\Lambda_F(S_n) = \Lambda_F(S'_{n-1}) \cdot \lambda(S'_{n-1}, S_n) + \Lambda_F(S''_{n-1}) \cdot \lambda(S''_{n-1}, S_n) \\ \text{für } n = 1, 2, \dots, N$$

Hierin sind S'_{n-1}, S''_{n-1} Zustände des Faltungsdecoders, die dem Zustand S_n bei der

- 20 Vorwärtsrekursion für $x_{n-L+1} = 0$ (S'_{n-1}) bzw. $x_{n-L+1} = 1$ (S''_{n-1}) vorausgehen.

Vor Beginn der Vorwärtsrekursion im Schritt $n = 1$ müssen die Vorwärtszustandsmetriken $\Lambda_F(S_0)$ mit Startwerten besetzt werden; und zwar $\Lambda_F(S_0 = 0)$ mit dem Wert Eins und alle anderen Zustandsmetriken $\Lambda_F(S_0 \neq 0)$ mit dem Wert Null.

- 5 Im Schritt 4 wird die Berechnung der Soft-Output-Werte durchgeführt. Dabei werden während der Vorwärtsrekursion in jedem L -ten Schritt, d.h. für $n = L, 2L, 3L, \dots$ usw., die Soft-Output-Werte \bar{q}_n für die vorhergehenden L Symbole \hat{x}_n bis \hat{x}_{n-L+1} berechnet; und zwar für die Symbole \hat{x}_n bis \hat{x}_{n-L+2} gemäß Glg. (5):

$$10 \quad \bar{q}_{n-v} = \frac{P(\hat{x}_{n-v} = 1 | \hat{u})}{P(\hat{x}_{n-v} = 0 | \hat{u})} = \frac{\sum_{S_n: \hat{x}_{n-v}=1} \Lambda_F(S_n) \cdot \Lambda_B(S_n)}{\sum_{S_n: \hat{x}_{n-v}=0} \Lambda_F(S_n) \cdot \Lambda_B(S_n)} \quad \text{für } v = 0, \dots, L-2$$

und für das Symbol \hat{x}_{n-L+1} gemäß Gleichung 6:

$$\bar{q}_{n-L+1} = \frac{P(\hat{x}_{n-L+1} = 1 | \hat{u})}{P(\hat{x}_{n-L+1} = 0 | \hat{u})} = \frac{\sum_{S_{n-1}: \hat{x}_{n-L+1}=1} \Lambda_F(S_{n-1}) \cdot \lambda(S_{n-1}, S_n) \cdot \Lambda_B(S_n)}{\sum_{S_{n-1}: \hat{x}_{n-L+1}=0} \Lambda_F(S_{n-1}) \cdot \lambda(S_{n-1}, S_n) \cdot \Lambda_B(S_n)}$$

- Im folgenden wird der suboptimale Algorithmus beschrieben. Die einzelnen Schritte zur Berechnung der Soft-Output-Werte für den suboptimalen Algorithmus entsprechen denen des exakten Algorithmus, außer daß in den Formeln
- 15 Wahrscheinlichkeiten durch logarithmierte Wahrscheinlichkeiten oder Log-Likelihood-Verhältniswerte, Multiplikationen durch Additionen und Additionen durch Maximumbildung ersetzt werden müssen.

- 20 Im Schritt 1 zur Berechnung der Zweigmetriken wird für jeden Zustandsübergang (Zweig), der im Zustand S_{n-1} beginnt und im Zustand S_n endet, wird aus den Log-Likelihood-Verhältniswerten $g_{nm} = g(\hat{u}_{nm}) = \log(P(\hat{u}_{nm} = 1)/P(\hat{u}_{nm} = 0))$ der Empfangssymbole \hat{u}_{nm} die Zweigmetrik $\lambda(S_{n-1}, S_n)$ entsprechend Gleichung 7 berechnet:

$$\lambda(S_{n-1}, S_n) = \sum_{m=1}^M c(\dot{u}_{nm}) \cdot g_{nm} \quad \text{mit} \quad \begin{cases} c(\dot{u}_{nm}=0) = -1 \\ c(\dot{u}_{nm}=1) = 1 \end{cases}$$

Im Schritt 2 zur Bestimmung der Rückwärtsrekursion erfolgt eine rekursive Berechnung der Rückwärtszustandsmetriken $\Lambda_B(S_n)$ für jeden Schritt n, beginnend mit $n = N$ bis zum Schritt $n = L+1$ entsprechend Gleichung 8:

5

$$\Lambda_B(S_{n-1}) = \max(\Lambda_B(S'_n) + \lambda(S_{n-1}, S'_n), \Lambda_B(S''_n) + \lambda(S_{n-1}, S''_n))$$

für $n = N, N-1, \dots, L+1$

- Hierin sind S'_n, S''_n Zustände des Faltungsdecoders, die dem Zustand S_{n-1} bei der Rückwärtsrekursion für $x_n = 0$ (S'_n) bzw. $x_n = 1$ (S''_n) "vorausgehen". Vor Beginn der Rückwärtsrekursion im Schritt $n = N$ müssen die Rückwärtszustandsmetriken
- 10 $\Lambda_B(S_N)$ mit Startwerten besetzt werden; und zwar $\Lambda_B(S_N = 0)$ mit dem Wert Null und alle anderen Zustandsmetriken $\Lambda_B(S_N \neq 0)$ mit einem großen negativen Wert (z.B. -10 000). Während der Rückwärtsrekursion werden jeweils in jedem L-ten Schritt die 2^{L-1} Rückwärtszustandsmetriken $\Lambda_B(S_n)$ abgespeichert.

- 15 Im Schritt 3 zur Vorwärtsrekursion erfolgt die rekursive Berechnung der Vorwärtszustandsmetriken $\Lambda_F(S_n)$ für jeden Schritt n entsprechend Gleichung 9, beginnend mit $n = 1$ bis zum Schritt $n = N$.

$$\Lambda_F(S_n) = \max(\Lambda_F(S'_{n-1}) + \lambda(S'_{n-1}, S_n), \Lambda_F(S''_{n-1}) + \lambda(S''_{n-1}, S_n))$$

für $n = 1, 2, \dots, N$

- Hierin sind S'_{n-1}, S''_{n-1} Zustände des Faltungsdecoders, die dem Zustand S_n bei der Vorwärtsrekursion für $x_{n-L+1} = 0$ (S'_{n-1}) bzw. $x_{n-L+1} = 1$ (S''_{n-1}) vorausgehen. Vor
- 20 Beginn der Vorwärtsrekursion im Schritt $n = 1$ müssen die Vorwärtszustandsmetriken $\Lambda_F(S_0)$ mit Startwerten besetzt werden; und zwar $\Lambda_F(S_0 = 0)$ mit dem Wert Null und alle anderen Zustandsmetriken $\Lambda_F(S_0 \neq 0)$ mit einem großen negativen Wert (z.B. -10 000).

Im Schritt 4 zur Berechnung der Soft-Output-Werte werden während der Vorwärtsrekursion werden in jedem L-ten Schritt, d.h. für $n = L, 2L, 3L, \dots$ usw., die Soft-Output-Werte \bar{q}_n für die vorhergehenden L Symbole \hat{x}_n bis \hat{x}_{n-L+1} berechnet; und zwar für die Symbole \hat{x}_n bis \hat{x}_{n-L+2} gemäß Glg. (10)

$$\bar{q}_{n-v} = \alpha \cdot \log \frac{P(\hat{x}_{n-v} = 1 \mid \underline{u})}{P(\hat{x}_{n-v} = 0 \mid \underline{u})} = \max_{S_n: \hat{x}_{n-v}=1} (\Lambda_F(S_n) + \Lambda_B(S_n)) \quad \text{für } v = 0, \dots, L-2$$

$$- \max_{S_n: \hat{x}_{n-v}=0} (\Lambda_F(S_n) + \Lambda_B(S_n))$$

5 und für das Symbol \hat{x}_{n-L+1} gemäß Glg (11).

$$\bar{q}_{n-L+1} = \alpha \cdot \log \frac{P(\hat{x}_{n-L+1} = 1 \mid \underline{u})}{P(\hat{x}_{n-L+1} = 0 \mid \underline{u})} = \max_{S_{n-1}: \hat{x}_{n-L+1}=1} (\Lambda_F(S_{n-1}) + \lambda(S_{n-1}, S_n) + \Lambda_B(S_n))$$

$$- \max_{S_{n-1}: \hat{x}_{n-L+1}=0} (\Lambda_F(S_{n-1}) + \lambda(S_{n-1}, S_n) + \Lambda_B(S_n))$$

Hierin ist α eine Proportionalitätskonstante. Die zu decodierenden Binärsymbole \hat{x}_n werden implizit durch das Vorzeichen der Soft-Output-Werte \bar{q}_n repräsentiert:

$$\begin{aligned} \hat{x}_n &= 1 \quad \text{für } \bar{q}_n \geq 0 \\ \hat{x}_n &= 0 \quad \text{für } \bar{q}_n < 0 \end{aligned}$$

Es ist anzumerken, daß beide Algorithmen "symmetrisch" bezüglich der Vorwärts- und Rückwärtsrekursion sind; d.h. es kann zuerst die Vorwärtsrekursion durchgeführt werden mit Abspeicherung der Vorwärtszustandsmetriken in jedem L-ten Schritt, und anschließend die Rückwärtsrekursion mit Berechnung der Soft-Output-Werte.

Im folgenden soll die Kombination des suboptimalen Soft-Output-Algorithmus mit dem herkömmlichen Viterbi-Algorithmus beschrieben werden:

Für den suboptimalen Algorithmus kann man eine weitere Einsparung sowohl an Speicherplatzbedarf als auch an Rechenaufwand erreichen, wenn nur für einen Teil

- der Bits eines Blockes Soft-Output-Werte erforderlich sind. Diese Bits können dann durch Umsortierung an den Anfang und/oder an das Ende eines Blockes plaziert werden, so daß dann die Möglichkeit besteht, den vollständigen Soft-Output-Algorithmus nur auf diese Bits zu beschränken. Für die übrigen Bits kann die
- 5 Abspeicherung der akkumulierten Metriken aus der Rückwärtsrekursion und auch die Rückwärtsrekursion selbst entfallen. Statt dessen muß für diese Bits ein "Survivor"- oder Pfad-Gedächtnis während der Vorwärtsrekursion geführt werden, um die Bits decodieren zu können, was dem herkömmlichen Viterbi-Algorithmus entspricht. D.h. die beiden Algorithmen können kombiniert werden, da die
- 10 Berechnung der akkumulierten Metriken während der Vorwärtsrekursion für beide Algorithmen identisch ist.

- Befinden sich die Soft-Output-Bits am Ende eines Blockes, d.h. sollen nur für die letzten N_L Symbole eines Blockes Soft-Output-Werte berechnet werden, so sind
- 15 folgende Schritte durchzuführen:

1. Durchführung der Rückwärtsrekursion des Soft-Output-Algorithmus für die hinteren N_L Symbole eines Blockes incl. Abspeicherung der Rückwärtszustandsmetriken in jedem L-ten Schritt.
- 20 2. Anwendung des herkömmlichen Viterbi-Algorithmus incl. "Survivor"- oder Pfad-Gedächtnis auf die vorderen $N-N_L$ Symbole des Blockes.
3. Durchführung der Vorwärtsrekursion des Soft-Output-Algorithmus für die hinteren N_L Symbole des Blockes incl. Berechnung der Soft-Output-Werte in jedem L-ten Schritt. Dabei benutzt die Vorwärtsrekursion die akkumulierten
- 25 Metriken aus dem herkömmlichen Viterbi-Algorithmus aus Schritt 2 als Startwerte.
4. Entscheidung der vorderen $N-N_L$ Symbole des Blockes anhand der Kenntnis der hinteren N_L decodierten Symbole und des "Survivor"-Gedächtnisses wie beim herkömmlichen Viterbi-Algorithmus.

Befinden sich die Soft-Output-Bits am Beginn eines Blockes, d.h. sollen nur für die ersten N_F Symbole eines Blockes Soft-Output-Werte berechnet werden, so kann der Umstand ausgenutzt werden, daß der herkömmliche Viterbi-Algorithmus statt durch eine Vorwärtsrekursion ebenfalls durch eine Rückwärtsrekursion realisiert werden
5 kann. Durch Umkehrung der Rekursionsrichtungen gegenüber dem vorhergehenden Fall (Soft-Output-Werte am Ende eines Blockes) ergeben sich dann folgende Schritte:

1. Durchführung der Vorwärtsrekursion des Soft-Output-Algorithmus für die
10 vorderen N_F Symbole eines Blockes incl. Abspeicherung der Vorwärtszustandsmetriken in jedem L-ten Schritt.
2. Anwendung des herkömmlichen Viterbi-Algorithmus (Realisierung durch Rückwärtsrekursion) incl. "Survivor"- oder Pfad-Gedächtnis auf die hinteren $N - N_F$ Symbole des Blockes.
- 15 3. Durchführung der Rückwärtsrekursion für die vorderen N_F Symbole des Blockes incl. Berechnung der Soft-Output-Werte in jedem L-ten Schritt. Dabei benutzt die Rückwärtsrekursion die akkumulierten Metriken aus dem herkömmlichen Viterbi-Algorithmus aus Schritt 2 als Startwerte.
4. Entscheidung der hinteren $N - N_F$ Symbole des Blockes anhand der Kenntnis der
20 vorderen N_F decodierten Symbole und des "Survivor"- oder Pfad-Gedächtnisses wie beim herkömmlichen Viterbi-Algorithmus.

Befinden sich die Soft-Output-Bits am Beginn und am Ende eines Blockes, d.h. sollen für die ersten N_F und die letzten N_L Symbole eines Blockes Soft-Output-Werte
25 berechnet werden, so sind folgende Schritte durchzuführen:

1. Durchführung der Rückwärtsrekursion des Soft-Output-Algorithmus für die hinteren N_L Symbole eines Blockes incl. Abspeicherung der Rückwärtszustandsmetriken in jedem L-ten Schritt.

2. Durchführung der Rückwärtsrekursion des Soft-Output-Algorithmus für die vorderen N_F Symbole eines Blockes incl. Abspeicherung der Rückwärtszustandsmetriken in jedem L-ten Schritt. Dabei benötigt die Rückwärtsrekursion einen Vorlauf von ca. $5 \cdot L$ Schritten (ohne Abspeicherung der Metriken), damit bei Erreichen des vorderen Teils sichere Werte für die Rückwärtszustandsmetriken vorliegen.
3. Durchführung der Vorwärtsrekursion des Soft-Output-Algorithmus für die vorderen N_F Symbole des Blockes incl. Berechnung der Soft-Output-Werte in jedem L-ten Schritt.
4. Anwendung des herkömmlichen Viterbi-Algorithmus incl. "Survivor"- oder Pfad-Gedächtnis auf den mittleren Teil des Blockes, bestehend aus $N - N_F - N_L$ Symbolen. Dabei benutzt der herkömmliche Viterbi-Algorithmus die akkumulierten Metriken der Vorwärtsrekursion aus Schritt 3 als Startwerte.
5. Durchführung der Vorwärtsrekursion des Soft-Output-Algorithmus für die hinteren N_L Symbole des Blockes incl. Berechnung der Soft-Output-Werte in jedem L-ten Schritt. Dabei benutzt die Vorwärtsrekursion die akkumulierten Metriken aus dem herkömmlichen Viterbi-Algorithmus aus Schritt 4 als Startwerte.
6. Entscheidung des mittleren Teils des Blockes aus $N - N_F - N_L$ Symbolen anhand der Kenntnis der hinteren N_L decodierten Symbole und des "Survivor"- oder Pfad-Gedächtnisses wie beim herkömmlichen Viterbi-Algorithmus.

Im folgenden wird die Erfindung anhand der in den Figuren dargestellten Ausführungsbeispiele näher beschrieben und erläutert.

Es zeigen:

Fig. 1 ein Ausführungsbeispiel für ein digitales Funkübertragungssystem,

Fig. 2 ein Kanalmodell für ein digitales Funkübertragungssystem.

Fig. 3 ein Ausführungsbeispiel für einen Faltungscoder,

Fig. 4 ein Diagramm mit Zustandsübergängen,

5 Fig. 5 Diagramme von BER in Abhängigkeit der Soft-Output-Werte des Faltungsdecoders für a) den exakten und b) den suboptimalen Algorithmus,

Fig. 6 und Fig. 7 jeweils ein Diagramm zur Veranschaulichung der Degradation der Soft-Output-Werte bei unvollständiger Decodierung,

10

Fig. 8 ein weiteres Diagramm mit Zustandsübergängen,

Fig. 9 a) bis c) Darstellungen zur Veranschaulichung der Algorithmen und

15 Fig. 10 a), b) eine Gegenüberstellung des Aufwands bzw. der Vereinfachungen.

Fig. 1 zeigt ein beispielsweise nach dem GSM-Standard arbeitendes Funkübertragungssystem in Prinzipdarstellung, bei dem ein zu übertragendes Digitalsignal x in Form eines codierten Digitalsignals u von einem Sender, beispielsweise einer Basisstation gesendet wird. Zwischen dem Sender 1 und einem Empfänger 2 liegt eine Funkübertragungsstrecke 7. Der Empfänger weist beispielsweise einen in der Figur nicht näher dargestellten Empfangsteil mit Abtasthalteglied und A/D-Wandler auf. Weiterhin sind auf der Empfangsseite, beispielsweise einer Mobilstation ein Entzerrer 3, eine Decodiereinrichtung 5 (Kanaldecoder), ein Sprach- bzw. Datendecoder 5 sowie ein Lautsprecher 6 vorgesehen. Bei dem in Figur 1 dargestellten Ausführungsbeispiel ist die erfindungsgemäße Decodiereinrichtung auf der beispielsweise durch eine Mobilstation ausgebildete Empfangsseite gezeigt. Die erfindungsgemäße Decodiereinrichtung kann jedoch ebenfalls im Empfänger einer Funkfeststation
30 vorgesehen werden.

- Zur Erläuterung des Algorithmus wird ein Übertragungssystem gemäß Fig. 2 betrachtet. Eine Binärquelle 10 erzeugt binäre Vektoren $\underline{x} = (x_1, x_2, \dots, x_{N-L+1}, x_N, x_{N+2}=0, \dots, x_N=0)$ der Länge N mit $x_i \in \{0, 1\}$, wobei jeweils die letzten L-1 Bits mit Nullen besetzt werden (Tail-Bits), damit der Encoder 11 und Decoder 13 nach
- 5 jedem Block in den Nullzustand übergehen. Der Faltungscoder 11 generiert aus jedem Eingabesymbol x_n ein Ausgabesymbol $u_n = (u_{n1}, \dots, u_{nM})$ der Länge M mit $u_{nm} \in \{0, 1\}$, so daß sich der Vektor $\underline{u} = (u_{11}, \dots, u_{1M}, \dots, u_{nm}, \dots, u_{N1}, \dots, u_{NM})$ ergibt.
- 10 Das zeitdiskrete Kanalmodell soll neben dem Übertragungsmedium zusätzlich alle sende- und empfangsseitigen Komponenten wie Modulator, Demodulator und ggf. Entzerrer beinhalten. Es wird angenommen, daß er für jedes Symbol \hat{u}_{nm} einen Schätzwert $g_{nm} = g(\hat{u}_{nm}) = P(\hat{u}_{nm})$ für die Wahrscheinlichkeit liefert, mit der das Symbol \hat{u}_{nm} gesendet wurde. Der Faltungsdecoder soll für jedes decodierte Symbol
- 15 \hat{x}_n einen Schätzwert $q_n = q(\hat{x}_n)$ für die Wahrscheinlichkeit $P(\hat{x}_n | \underline{\hat{u}})$ ausgeben, mit der das Symbol \hat{x}_n gesendet wurde. Unter der Annahme eines gedächtnislosen Störprozesses erfüllt der Symbol-by-Symbol MAP-Algorithmus diese Aufgabe in einem optimalen Sinne: d.h. die Bitfehlerwahrscheinlichkeit in der decodierten Ausgangsfolge ist minimal und $1-q_n$ repräsentiert den Schätzwert der
- 20 Bitfehlerwahrscheinlichkeit für das decodierte Symbol \hat{x}_n .

Der Algorithmus basiert auf der Maximierung der a-Posteriori-Wahrscheinlichkeit für \hat{x}_n unter der Bedingung, daß die Sequenz $\underline{\hat{u}}$ empfangen wurde: d.h. \hat{x}_n muß für alle n derart gewählt werden, daß gemäß Gleichung 12 gilt:

$$P(\hat{x}_n | \underline{\hat{u}}) = \max_{x_n} P(x_n | \underline{\hat{u}})$$

Zur Vermeidung von Skalierungsproblemen wird als Soft-Output-Wert in der Regel das Wahrscheinlichkeitsverhältnis \bar{q}_n gemäß Gleichung 13 verwendet:

$$\bar{q}_n = P(\hat{x}_n = 1 | \hat{u}) / P(\hat{x}_n = 0 | \hat{u})$$

Bei gleichwahrscheinlichen Binärsymbolen x_n kann Gleichung 13 umgeformt werden in Gleichung 14:

$$\bar{q}_n = \frac{P(\hat{x}_n = 1 | \hat{u})}{P(\hat{x}_n = 0 | \hat{u})} = \frac{\sum_{\mathbf{x}: \mathbf{x}_n = 1} P(\hat{u} | \mathbf{x})}{\sum_{\mathbf{x}: \mathbf{x}_n = 0} P(\hat{u} | \mathbf{x})}$$

- 5 Dabei gilt folgende Interpretation: Für jede Position n werden alle möglichen Vektoren \mathbf{x} durchlaufen, die an der n -ten Position das Symbol $x_n = 1$ besitzen, und für diese Vektoren die Wahrscheinlichkeiten $P(\hat{u} | \mathbf{x})$ gebildet und aufsummiert. Dasselbe wird für $x_n = 0$ wiederholt und aus beiden Summenwahrscheinlichkeiten das Verhältnis gebildet.

10

Glg. 14 kann für alle Positionen n unter Berücksichtigung der zulässigen Zustandsübergänge des Faltungscodes durch eine Vorwärts- und Rückwärtsrekursion effizient realisiert werden /3,4/. Dabei dienen die Vorwärts- und Rückwärtszustandsmetriken $\Lambda_F(S_n)$ und $\Lambda_B(S_n)$ als Hilfsgrößen, die rekursiv gemäß

15 Glg. 15 berechnet werden können (vgl. Fig. 4).

$$\begin{aligned}\Lambda_F(S_n) &= \Lambda_F(S'_{n-1}) \cdot \lambda(S'_{n-1}, S_n) + \Lambda_F(S''_{n-1}) \cdot \lambda(S''_{n-1}, S_n) \\ \Lambda_B(S_{n-1}) &= \Lambda_B(S'_n) \cdot \lambda(S_{n-1}, S'_n) + \Lambda_B(S''_n) \cdot \lambda(S_{n-1}, S''_n)\end{aligned}$$

Hierin sind S_n, S_{n-1} Zustände des Faltungsdecoders im Schritt n bzw. $n-1$.

S'_{n-1}, S''_{n-1} Zustände des Faltungsdecoders, die dem Zustand S_n bei der Vorwärtsrekursion für $x_{n-L+1} = 0$ (S'_{n-1}) bzw. $x_{n-L+1} = 1$ (S''_{n-1}) vorausgehen.

- 20 S'_n, S''_n Zustände des Faltungsdecoders, die dem Zustand S_{n-1} bei der Rückwärtsrekursion für $x_n = 0$ (S'_n) bzw. $x_n = 1$ (S''_n) "vorausgehen".

$\lambda(S_{n-1}, S_n)$ Übergangswahrscheinlichkeit (Zweigmetrik) für den Zustandsübergang von S_{n-1} nach S_n .

- Die Zweigmetriken $\lambda(S_{n-1}, S_n)$ ergeben sich dabei aus den Wahrscheinlichkeiten, die z.B. der Entzerrer (hier Teil des Kanals) für die Symbole u_{n1}, \dots, u_{nM} geschätzt hat, die aufgrund der Codiervorschrift zum Zustandsübergang (S_{n-1}, S_n) gehören (Gleichung 16):

$$\lambda(S_{n-1}, S_n) = \prod_{m=1}^M P(\hat{u}_{nm}) = \prod_{m=1}^M g_{nm}$$

Mit Hilfe der Vorwärts- und Rückwärtszustandsmetriken ergeben sich die Soft-Output-Werte \bar{q}_n gemäß Glg. 17:

$$\bar{q}_n = \frac{P(\hat{x}_n = 1 | \hat{u})}{P(\hat{x}_n = 0 | \hat{u})} = \frac{\sum_{S_n: x_n = 1} \Lambda_F(S_n) \cdot \Lambda_B(S_n)}{\sum_{S_n: x_n = 0} \Lambda_F(S_n) \cdot \Lambda_B(S_n)}$$

- Die Zustände S_n lassen sich in binärer Notation durch die binären Symbole x_n darstellen:

$$S_{n-1} = (x_{n-L+1}, \dots, x_{n-2}, x_{n-1}) \quad \text{bzw.} \quad S_n = (x_{n-L+2}, \dots, x_{n-1}, x_n)$$

- Die Summation über alle Zustände $S_n | x_n = 1$ bedeutet, daß nur über die Zustände summiert werden soll, die das Symbol $x_n = 1$ enthalten. Entsprechendes gilt für $S_n | x_n = 0$. Die einzelnen Schritte zur Berechnung der Soft-Output-Werte \bar{q}_n gemäß Glg. 17 sehen also wie folgt aus:

1. Berechnung der Zweigmetriken $\lambda(S_{n-1}, S_n)$ aus den vom Kanal (Entzerrer) geschätzten Wahrscheinlichkeiten g_{nm} der Empfangssymbole \hat{u}_{nm} gemäß Glg. 16.
2. Rekursive Berechnung und Abspeicherung der Rückwärtszustandsmetriken $\Lambda_B(S_n)$ gemäß Glg. 15.
3. Rekursive Berechnung der Vorwärtszustandsmetriken $\Lambda_F(S_n)$ gemäß Glg. (4).
4. Bestimmung der Soft-Output-Werte \bar{q}_n gemäß Glg. 17.

- Abgesehen von den numerischen Problemen, die bei der Multiplikation von Wahrscheinlichkeiten auftreten, müssen bei diesem Algorithmus die Rückwärtszustandsmetriken abgespeichert und bis zur Berechnung der Soft-Output-Werte aufgehoben werden; d.h. es müssen dafür $N \cdot 2^{L-1}$ Speicherplätze
- 5 bereitgehalten werden, wenn N die Blocklänge und L die Einflußlänge des Faltungscodes ist. Zunächst soll gezeigt werden, daß die Rückwärtszustandsmetriken $\Lambda_B(S_k)$ nur in jedem L -ten Schritt abgespeichert werden müssen; d.h. daß der Speicherbedarf um den Faktor L reduziert werden kann. Betrachtet man die Summation in Glg. 17 über $S_n | x_n = 1$ und $S_n | x_n = 0$ im nächsten Schritt $n+1$, d.h.
- 10 versucht man in den Ausdrücken die Größen $\Lambda_F(S_n)$ und $\Lambda_B(S_n)$ durch $\Lambda_F(S_{n+1})$ und $\Lambda_B(S_{n+1})$ zu ersetzen, so kann man durch einige Fleißarbeit zeigen, daß der in der folgenden Gleichung 18 aufgeführte Zusammenhang gilt:

$$\bar{q}_n = \frac{\sum_{S_n | x_n = 1} \Lambda_F(S_n) \cdot \Lambda_B(S_n)}{\sum_{S_n | x_n = 0} \Lambda_F(S_n) \cdot \Lambda_B(S_n)} = \frac{\sum_{S_{n+1} | x_{n+1} = 1} \Lambda_F(S_{n+1}) \cdot \Lambda_B(S_{n+1})}{\sum_{S_{n+1} | x_{n+1} = 0} \Lambda_F(S_{n+1}) \cdot \Lambda_B(S_{n+1})}$$

- D.h. durch entsprechende Summation im Schritt $n+1$ läßt sich nicht nur der Soft-
- 15 Output-Wert für das aktuelle Symbol x_{n+1} sondern auch für das vorhergehende Symbol x_n berechnen. Dieses Ergebnis läßt sich auf die $L-2$ zurückliegenden Symbole verallgemeinern (Gleichung 19):

$$\bar{q}_{n-v} = \frac{P(\hat{x}_{n-v} = 1 | \hat{u})}{P(\hat{x}_{n-v} = 0 | \hat{u})} = \frac{\sum_{S_n | x_{n-v} = 1} \Lambda_F(S_n) \cdot \Lambda_B(S_n)}{\sum_{S_n | x_{n-v} = 0} \Lambda_F(S_n) \cdot \Lambda_B(S_n)} \quad \text{für } v = 0, \dots, L-2$$

- 20 Der Soft-Output-Wert des Symbols x_{n-L+1} , das nicht mehr im Zustand S_n jedoch im Zustand S_{n-1} enthalten ist, läßt sich bei der Vorwärtsrekursion im Schritt n wie folgt berechnen (Gleichung 20):

$$\bar{q}_{n-L+1} = \frac{P(\hat{x}_{n-L+1} = 1 | \hat{u})}{P(\hat{x}_{n-L+1} = 0 | \hat{u})} = \frac{\sum_{S_{n-1} | x_{n-L+1} = 1} \Lambda_F(S_{n-1}) \cdot \lambda(S_{n-1}, S_n) \cdot \Lambda_B(S_n)}{\sum_{S_{n-1} | x_{n-L+1} = 0} \Lambda_F(S_{n-1}) \cdot \lambda(S_{n-1}, S_n) \cdot \Lambda_B(S_n)}$$

- Somit ist durch Glg. 19 und 20 bei der Vorwärtsrekursion im Schritt n die Berechnung von L Soft-Output-Werten ohne zusätzlichen Rechenaufwand möglich. Glg. (9) berechnet zwar indirekt $\Lambda_B(S_{n-1})$ aus $\Lambda_B(S_n)$, jedoch müssen die Zwischengrößen $\Lambda_F(S_{n-1}) \cdot \lambda(S_{n-1}, S_n)$ für die Vorwärtsrekursion ohnehin gebildet werden, so daß der Rechenaufwand genauso groß ist wie in Glg. 19.

Am Rande sei auf einen weiteren interessanten Zusammenhang hingewiesen, der aus Glg. 18 hergeleitet werden kann. Hier besteht nicht nur Gleichheit zwischen beiden Seiten, sondern auch zwischen den Zählern und Nennern beider Seiten, so daß die Addition von Zähler- und Nennergleichung zu dem Ergebnis führt:

$$\sum_{S_n} \Lambda_F(S_n) \cdot \Lambda_B(S_n) = \sum_{S_{n-1}} \Lambda_F(S_{n-1}) \cdot \Lambda_B(S_{n-1}) = C$$

- 10 Die Summe aus den Produkten der Vorwärts- und Rückwärtszustandsmetriken ist in jedem Schritt n gleich groß. Es reicht demnach aus, für die Berechnung der Soft-Output-Werte in Glg. 19 und 20 z.B. nur den Zähler zu berechnen. Der Nenner ergibt sich dann aus der Differenz zwischen C und dem Zähler.
- 15 Ein Nachteil dieses Algorithmus besteht darin, daß Wahrscheinlichkeiten multipliziert werden müssen, was in der Regel schnell zu numerischen Problemen führt. Diesem Nachteil begegnet man üblicherweise durch Verwendung von Log-Likelihood-Verhältniswerten entsprechend Gleichung 22:

$$g_{nm} = g(\hat{u}_{nm}) = \log \frac{P(\hat{u}_{nm} = 1)}{P(\hat{u}_{nm} = 0)}$$

- 20 Multiplikationen gehen dann über in Additionen. Das Problem der Addition von Wahrscheinlichkeiten ist näherungsweise durch eine Maximumbildung der Logarithmen lösbar; nämlich $\log(P_1 + P_2) \approx \max(\log P_1, \log P_2)$. Der größte Fehler tritt auf für $P_1 = P_2$ und ist betragsmäßig $\log 2$.

Vergleicht man das Operationspaar Addition und Multiplikation mit Maximumbildung und Addition, so stellt man gleiche Rechenregeln fest

(Isomorphismus). Insbesondere gilt das assoziative und distributive Gesetz auch für Maximumbildung und Addition.

Verwendet man demnach Log-Likelihood-Verhältnisse statt Wahrscheinlichkeiten, so gelten Glg. 15 bis 21 weiterhin, wenn man die Additionen durch Maximumbildung und die Multiplikationen durch Additionen ersetzt. Die wichtigsten Gleichungen seien an dieser Stelle noch einmal zusammengefaßt.

$$\begin{aligned} \lambda(S_{n-1}, S_n) &= \sum_{m=1}^M c(\hat{u}_{nm}) g_{nm} \quad \text{mit} \quad \begin{cases} c(\hat{u}_{nm}=0) = -1 \\ c(\hat{u}_{nm}=1) = 1 \end{cases} \\ \Lambda_F(S_n) &= \max(\Lambda_F(S'_{n-1}) + \lambda(S'_{n-1}, S_n), \Lambda_F(S''_{n-1}) + \lambda(S''_{n-1}, S_n)) \\ \Lambda_B(S_{n-1}) &= \max(\Lambda_B(S'_n) + \lambda(S_{n-1}, S'_n), \Lambda_B(S''_n) + \lambda(S_{n-1}, S''_n)) \\ \bar{q}_{n-v} &= \alpha \cdot \log \frac{P(\hat{x}_{n-v}=1 | \hat{u})}{P(\hat{x}_{n-v}=0 | \hat{u})} = \max_{S_n: \hat{x}_{n-v}=1} (\Lambda_F(S_n) + \Lambda_B(S_n)) \quad \text{für } v=0, \dots, L-2 \\ &\quad - \max_{S_n: \hat{x}_{n-v}=0} (\Lambda_F(S_n) + \Lambda_B(S_n)) \\ \bar{q}_{n-L-1} &= \alpha \cdot \log \frac{P(\hat{x}_{n-L-1}=1 | \hat{u})}{P(\hat{x}_{n-L-1}=0 | \hat{u})} = \max_{S_{n-1}: \hat{x}_{n-L-1}=1} (\Lambda_F(S_{n-1}) + \lambda(S_{n-1}, S_n) + \Lambda_B(S_n)) \\ &\quad - \max_{S_{n-1}: \hat{x}_{n-L-1}=0} (\Lambda_F(S_{n-1}) + \lambda(S_{n-1}, S_n) + \Lambda_B(S_n)) \end{aligned}$$

Hierin ist α eine Proportionalitätskonstante. Auch Glg. (10) gilt entsprechend; d.h. das Maximum der Summe aus Vorwärts- und Rückwärtszustandsmetriken ist in jedem Schritt n gleich groß.

$$\max_{S_n} (\Lambda_F(S_n) + \Lambda_B(S_n)) = \max_{S_{n-1}} (\Lambda_F(S_{n-1}) + \Lambda_B(S_{n-1})) = C$$

Dieses Ergebnis ist sofort einsichtig, wenn man sich vergegenwärtigt, daß der Maximalwert aus Glg. (13) die Summe über alle Zweigmetriken des wahrscheinlichsten Pfades im Trellis-Diagramm darstellt, wobei $\Lambda_F(S_n)$ die ersten n und $\Lambda_B(S_n)$ die letzten $N-n$ Zweigmetriken beinhaltet.

Der Aufwand des beschriebenen Soft-Output-Algorithmus ist etwa doppelt so hoch wie der des klassischen Viterbi-Algorithmus, da das Trellis-Diagramm in Vorwärts- und Rückwärtsrichtung durchlaufen werden muß. Das Pfadgedächtnis und die damit verbundenen Operationen entfallen allerdings vollständig. Dafür kommen einige Operationen für die Berechnung der Soft-Output-Werte hinzu.

- Die Maximumbildung bei Verwendung von Maximum-Likelihood-Verhältniswerten stellt gegenüber dem ursprünglichen Algorithmus eine Näherung dar. Diese Näherung hat keinen spürbaren Einfluß auf die Bitfehlerwahrscheinlichkeit der hart entschiedenen Bits, da die Unterschiede zwischen einer Maximum-Likelihood-Symbol-Schätzung und einer Maximum-Likelihood-Sequenz-Schätzung nicht
- 5 signifikant sind. Dagegen sind größere Unterschiede bei den Soft-Output-Werten zu erwarten. Zur Klärung dieser Frage diene eine Simulation, in der eine gedächtnislose Bitfehlerquelle zu einer Bitfehlerfolge zusätzlich ideale Soft-Output-Werte $g_{nm} = \log(p_{nm}/(1-p_{nm}))$ liefert, wobei p_{nm} jeweils die
- 10 Bitfehlerwahrscheinlichkeit für das Bit \hat{u}_{nm} darstellt. Die Soft-Output-Werte \bar{q}_n des Faltungsdecoders sollen dann die Bitfehlerwahrscheinlichkeiten für die decodierten Bits widerspiegeln: Fig. 5 zeigt den Verlauf der simulierten Bitfehlerwahrscheinlichkeiten in Abhängigkeit der Soft-Output-Werte (hier Log-Likelihood-Verhältniswerte) des Faltungsdecoders gemeinsam mit der theoretischen
- 15 Kurve. Während die Bitfehlerwahrscheinlichkeit beim exakten Decodieralgorithmus mit der theoretischen Kurve bis auf kleine statistische Abweichungen übereinstimmt, treten beim suboptimalen Algorithmus insbesondere bei kleinen Signal-Rauschverhältnissen ($S/N < 3$ dB) systematische Abweichungen von der theoretischen Kurve auf. Ab einem Signal-Rauschverhältnis von ca. 4 dB ist jedoch
- 20 auch beim suboptimalen Algorithmus eine gute Übereinstimmung mit dem Sollverlauf festzustellen. Diese Qualitätsunterschiede in den Soft-Output-Werten lassen allerdings keinen unmittelbaren Rückschluß auf zu erwartende Verluste bei konkreten Anwendungen zu.
- 25 Bei Verwendung der Log-Likelihood-Werte geht der Symbol-by-Symbol MAP-Algorithmus über in eine Maximum-Likelihood-Sequenz-Schätzung; d.h. die aus den Soft-Output-Werten hart entschiedenen Bits sind mit denen des herkömmlichen Viterbi-Algorithmus mit maximalem Pfadgedächtnis identisch. Da die Berechnung der Vorwärtzustandsmetriken für beide Algorithmen identisch ist, eröffnet sich die
- 30 interessante Möglichkeit, beide Algorithmen zu kombinieren, wenn nur für

- ausgesuchte Bits Soft-Output-Werte gewünscht werden. So sind z.B. die Bits bei einer Sprachübertragung mit RELP- oder CELP-Codierung unterschiedlich wichtig, was den Gedanken nahelegt, nur für die wichtigsten Bits Soft-Output-Werte zu berechnen. In jedem Fall ist es dann möglich, auf eine Speicherung der
- 5 Rückwärtszustandsmetriken für den Anteil der hart zu entscheidenden Bits zu verzichten.

- Am einfachsten gestaltet sich die Kombination der Algorithmen, wenn die wichtigsten Bits am Ende eines Blockes platziert werden, wie es z.B. beim jetzigen
- 10 Stand des GSM-Halbraten-Sprachkanals vorgesehen ist. Dort werden für die letzten codierten 25 Bits eines Sprachblockes von insgesamt 98 codierten Bits Soft-Output-Werte berechnet. In diesem Fall ist es möglich, für die ersten 73 Bits den herkömmlichen Viterbi-Algorithmus (mit harter Entscheidung) zu verwenden, und nur für die letzten 25 Bits den Soft-Output-Algorithmus einzusetzen. Bei einer
- 15 Einflußlänge von $L = 7$ ergeben sich dann $64 \cdot \lceil 25/7 \rceil = 256$ Speicherplätze für die Rückwärtsmetriken. Der Rechenaufwand steigt in diesem Fall nur um ca. 30% verglichen mit dem herkömmlichen Viterbi-Algorithmus.

- Befinden sich die wichtigsten Bits wie beim Codierschema des GSM-Vollraten-Sprachkanals sowohl am Anfang als auch am Ende eines Blockes, so kann die
- 20 Rückwärtsrekursion auf den vorderen und hinteren Teil des Blockes beschränkt werden. Für den vorderen Teil muß die Rückwärtsrekursion allerdings etwas früher beginnen (Vorlauf), um bei Erreichen des vorderen Teils zuverlässige Soft-Output-Werte zu erhalten. Es sei darauf hingewiesen, daß die decodierte Ausgangsfolge (Hard-Decision-Bits) und ebenso die Zustandsfolge im Decoder aus der
- 25 Vorwärtsrekursion bereits bekannt sind. Beim Start der Rückwärtsrekursion wird daher die Startmetrik des Zustandes, der durchlaufen werden soll, zweckmäßigerweise mit dem Wert Null vorbesetzt, während alle anderen Zustandsmetriken einen großen negativen Wert erhalten. Dadurch wird sichergestellt, daß die aus den Soft-Output-Werten decodierte Ausgangsfolge mit der

decodierten Ausgangsfolge aus der Vorwärtsrekursion übereinstimmt; d.h. die Bitfehlerwahrscheinlichkeit der Hard-Decision-Bits bleibt durch die unvollständige Soft-Output-Decodierung unverändert.

- 5 Fig. 6 und 7 veranschaulichen die Degradation der Soft-Output-Werte bei unvollständiger Soft-Output-Decodierung in Abhängigkeit des Vorlaufes, wenn die Rückwärtsrekursion z.B. für den vorderen Teil mitten im Block beginnt. In Fig. 6 stellt $\Delta\hat{q}$ die Abweichung der Soft-Output-Werte zwischen unvollständiger und vollständiger Soft-Output-Decodierung dar. Es zeigt die Wahrscheinlichkeit, daß die
- 10 Abweichung $\Delta\hat{q}$ innerhalb eines Bereiches von $\pm\delta$ liegt, in Abhängigkeit vom Vorlauf der Rückwärtsrekursion. Der mittlere Soft-Output-Wert beträgt hier 12.44. Dabei stellt die untere Kurve ($\delta = \pm 0.1$) quasi den Fall dar, daß die Soft-Output-Werte übereinstimmen.
- 15 Fig. 7 liegt ein System mit äußerem Wiederholungscode und innerem Faltungscode mit Soft-Output-Decodierung zugrunde, wobei ein Multiplex-Schema dafür sorgt, daß die Ausgabebits des Wiederholungsdecoders immer die Bitposition im Codewort des inneren Faltungsdecoders belegen, in der die Soft-Output-Decodierung beginnt. Für diese Anordnung zeigt Fig. 7 die positionsabhängige BER nach dem
- 20 Wiederholungsdecoder (Soft-Output-Mehrheitsentscheider) in Abhängigkeit des Vorlaufes für die Rückwärtsrekursion.

- Der exakte Symbol-by-Symbol MAP-Algorithmus ist aufgrund numerischer Probleme für Festkomma-DSP's grundsätzlich ungeeignet. Dagegen stellt die
- 25 suboptimale Variante einen leistungsfähigen Soft-Output-Algorithmus dar, der primär für Signalfolgen mit Blockstruktur geeignet ist. Die speicherplatzreduzierte Version erlaubt eine Implementierung des Algorithmus auf heute verfügbaren Standard-DSP's für moderate Blocklängen bis zu einigen hundert Bits. Ferner bietet sich der kombinierte Einsatz mit dem klassischen Viterbi-Algorithmus an, wenn nur

für einen Teil des Blockes Soft-Output-Werte erforderlich sind, um weiteren Speicherbedarf und Rechenaufwand einzusparen.

PATENTANSPRÜCHE

1. Digitales Übertragungssystem mit einer eine Codiereinrichtung (11) zur Codierung eines zu übertragenden Digitalsignals (x) aufweisenden Sendeeinrichtung (1), mit mindestens einem Übertragungskanal (3, 12) zur Übertragung des codierten Digitalsignals (u) und mit einer Decodiereinrichtung (5, 13) zur Bildung eines
- 5 decodierten Digitalsignal (\hat{x}) mit einem den jeweiligen Symbolen (\hat{x}_n) des decodierten Digitalsignals (\hat{x}) zugeordneten Schätzwert (q) für die Wahrscheinlichkeit ($P(\hat{x}|\hat{u})$), mit der das jeweilige Symbol (\hat{x}_n) gesendet wurde, wobei zur Ermittlung der Schätzwerte (q) Vorwärts- ($\Lambda_F(S_n)$) und abzuspeichernde Rückwärtszustandsmetriken ($\Lambda_B(S_n)$) vorgesehen sind.
- 10 dadurch gekennzeichnet,
daß die Rückwärtszustandsmetriken ($\Lambda_B(S_n)$) nur in jedem L-ten Schritt abgespeichert werden, wobei L die Einflußlänge des in der Decodiereinrichtung (5, 13) verwendeten Faltungscodes ist.
- 15 2. Übertragungssystem nach Anspruch 1,
dadurch gekennzeichnet,
daß eine Kombination des Symbol-by-Symbol MAP-Algorithmus und des Viterbi-Algorithmus derart vorgesehen ist, wobei nur für die wichtigsten Bits Soft-Output-Werte bestimmt werden.
- 20 3. Übertragungssystem nach einem der Ansprüche 1 oder 2,
dadurch gekennzeichnet,
daß beim Start der Rückwärtsrekursion die Startmetrik des Zustandes, der durchlaufen werden soll, mit dem Wert Null vorbesetzt wird, während alle anderen
- 25 Zustandsmetriken einen großen negativen Wert erhalten.

4. Übertragungssystem nach einem der Ansprüche 1 bis 3,
dadurch gekennzeichnet,
daß die wichtigsten Bits des zu übertragenden Signals sowohl am Anfang als auch
am Ende eines Blockes vorgesehen sind und daß die Rückwärtsrekursion auf den
5 vorderen und hinteren Teil des Blockes beschränkt wird.
5. Übertragungssystem nach einem der Ansprüche 1 bis 4,
dadurch gekennzeichnet,
daß durch entsprechende Summation im Schritt $n+1$ der Soft-Output-Wert sowohl
10 für das aktuelle Symbol x_{n+1} als auch für das vorhergehende Symbol x_n bestimmt wird.
6. Übertragungssystem nach einem der Ansprüche 1 bis 5,
dadurch gekennzeichnet,
daß durch entsprechende Summation im Schritt $n+1$ der Soft-Output-Wert sowohl
15 für das aktuelle Symbol x_{n+1} als auch für das vorhergehende Symbol x_n bestimmt wird,
wobei eine Verallgemeinerung auf die $L-2$ zurückliegenden Symbole vorgesehen ist.
7. Funkstation, insbesondere Feststation- oder Mobilstation mit einer
Decodiereinrichtung (5, 13) zur Bildung eines decodierten Digitalsignal (\hat{x}) aus
20 einem Empfangssignal (e) mit einem den jeweiligen Symbolen (\hat{x}_n) des decodierten
Digitalsignals (\hat{x}) zugeordneten Schätzwert (q) für die Wahrscheinlichkeit ($P(\hat{x}|\hat{u})$),
mit der das jeweilige Symbol (\hat{x}_n) gesendet wurde, wobei zur Ermittlung der
Schätzwerte (q) Vorwärts- ($\Lambda_F(S_n)$) und abzuspeichernde Rückwärtszustandsmetriken
($\Lambda_B(S_n)$) vorgesehen sind,
25 dadurch gekennzeichnet,
daß die die Decodiereinrichtung (5, 13) Mittel zur Speicherung der
Rückwärtszustandsmetriken ($\Lambda_B(S_n)$) nur in jedem L -ten Schritt aufweist, wobei L
die Einflußlänge des in der Decodiereinrichtung (5, 13) verwendeten Faltungscodes
ist.

8. Funkstation nach Anspruch 7,
dadurch gekennzeichnet,
daß eine Kombination des Symbol-by-Symbol MAP-Algorithmus und des Viterbi-Algorithmus derart vorgesehen ist, wobei nur für die wichtigsten Bits Soft-Output-
- 5 Werte bestimmt werden.
9. Funkstation nach einem der Ansprüche 7 oder 8,
dadurch gekennzeichnet,
daß beim Start der Rückwärtsrekursion die Startmetrik des Zustandes, der
- 10 durchlaufen werden soll, mit dem Wert Null vorbesetzt wird, während alle anderen Zustandsmetriken einen großen negativen Wert erhalten.
10. Funkstation nach einem der Ansprüche 8 bis 10,
dadurch gekennzeichnet,
15 daß die wichtigsten Bits des zu übertragenden Signals sowohl am Anfang als auch am Ende eines Blockes vorgesehen sind und daß die Rückwärtsrekursion auf den 11. Funkstation nach einem der Ansprüche 8 bis ,
dadurch gekennzeichnet,
daß durch entsprechende Summation im Schritt $n+1$ der Soft-Output-Wert sowohl
- 20 für das aktuelle Symbol x_{n+1} als auch für das vorhergehende Symbol x_n bestimmt wird.

1/7

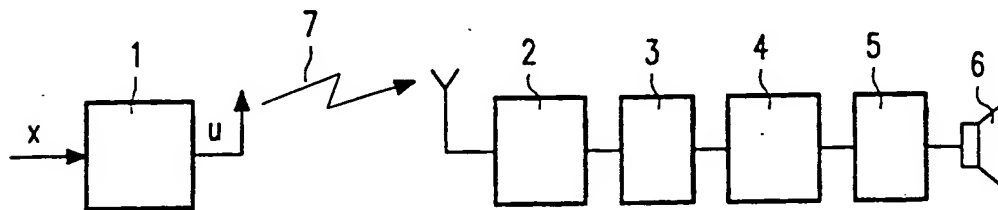


FIG. 1

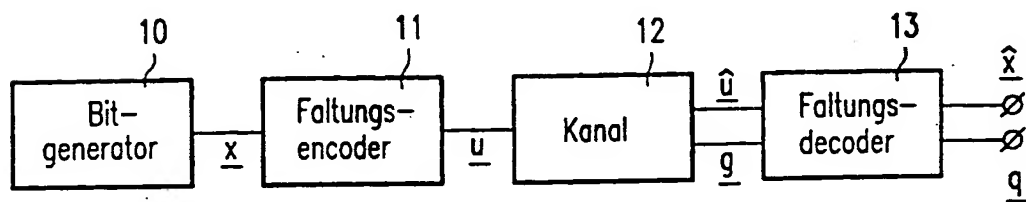


FIG. 2

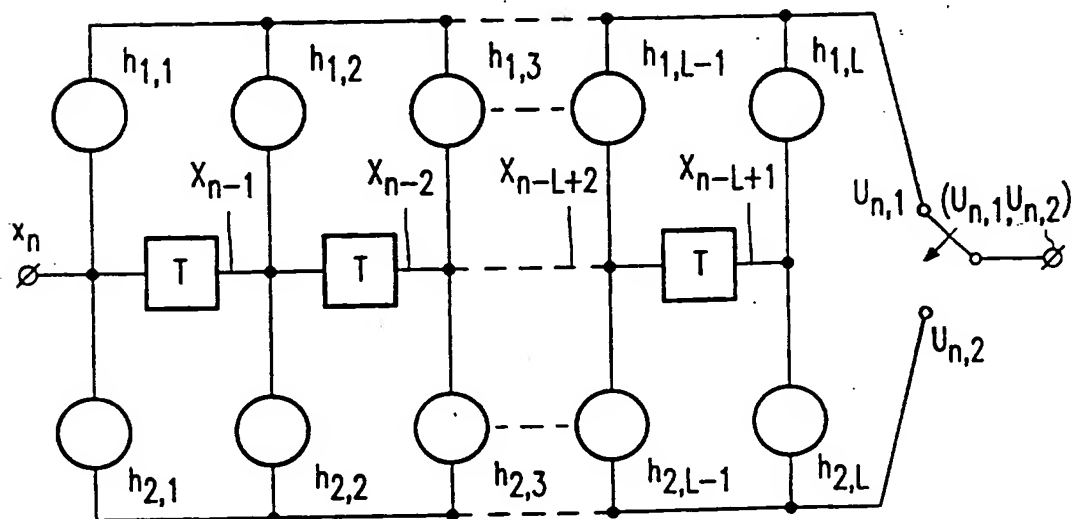
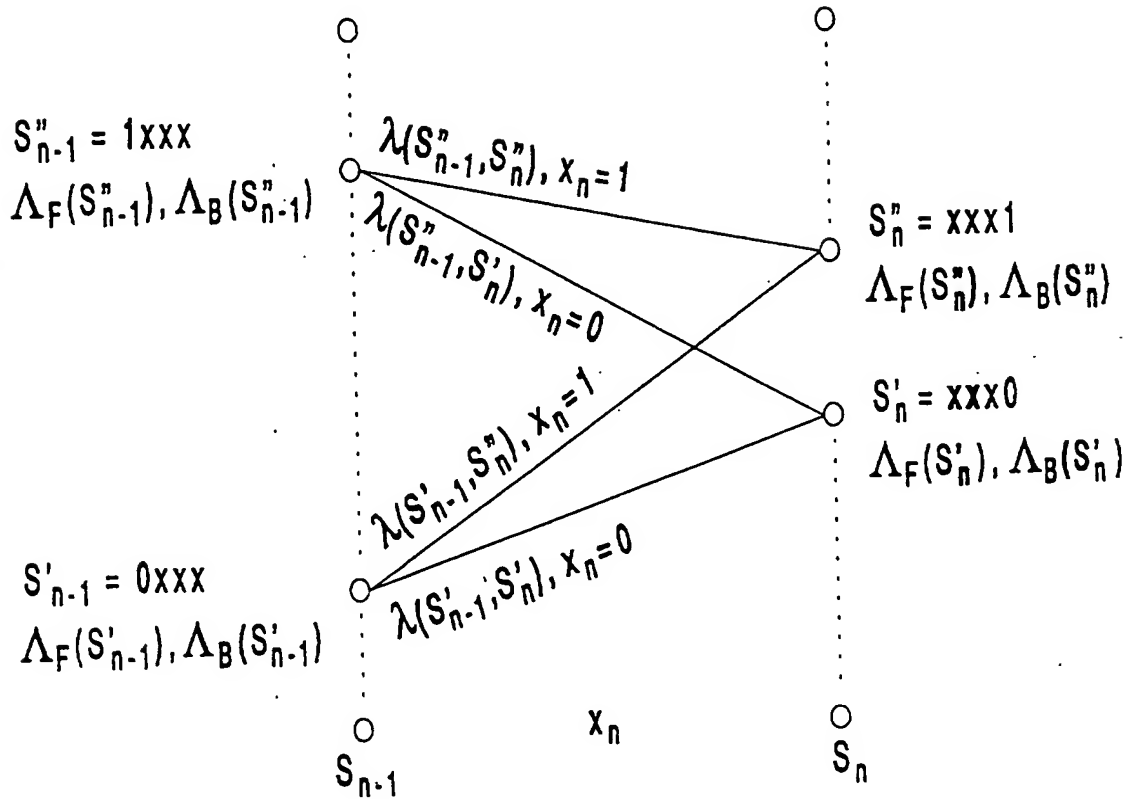


FIG. 3

2/7



$$\Lambda_F(S'_n) = \Lambda_F(S'_{n-1}) \cdot \lambda(S'_{n-1}, S'_n) + \Lambda_F(S''_{n-1}) \cdot \lambda(S''_{n-1}, S'_n)$$

$$\Lambda_F(S''_n) = \Lambda_F(S'_{n-1}) \cdot \lambda(S'_{n-1}, S''_n) + \Lambda_F(S''_{n-1}) \cdot \lambda(S''_{n-1}, S''_n)$$

$$\Lambda_B(S'_{n-1}) = \Lambda_B(S'_n) \cdot \lambda(S'_{n-1}, S'_n) + \Lambda_B(S''_n) \cdot \lambda(S'_{n-1}, S''_n)$$

$$\Lambda_B(S''_{n-1}) = \Lambda_B(S'_n) \cdot \lambda(S''_{n-1}, S'_n) + \Lambda_B(S''_n) \cdot \lambda(S''_{n-1}, S''_n)$$

FIG. 4

3/7

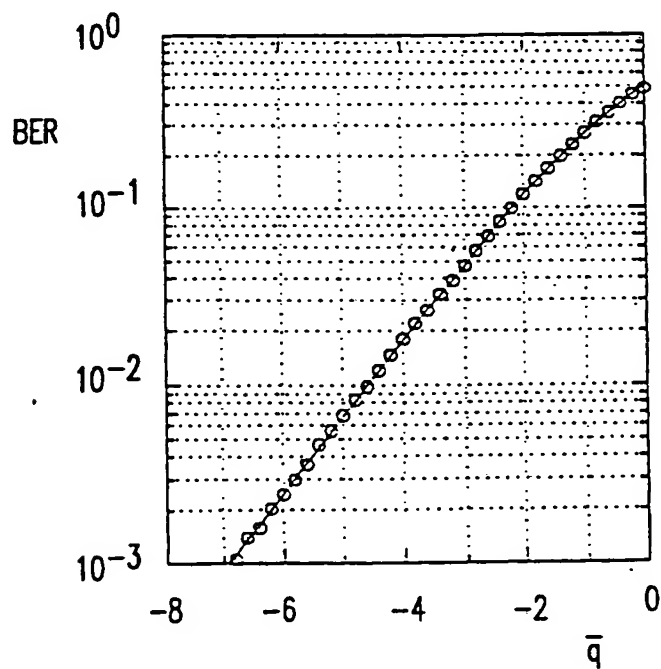


FIG. 5a

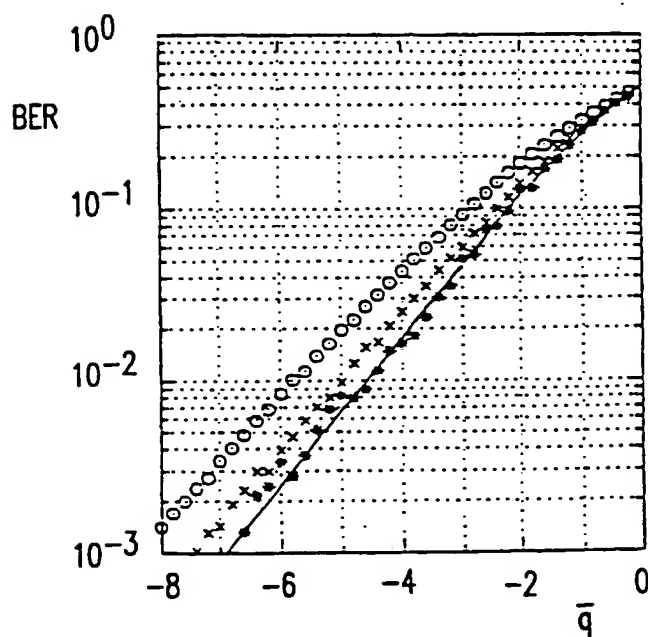


FIG. 5b

4/7

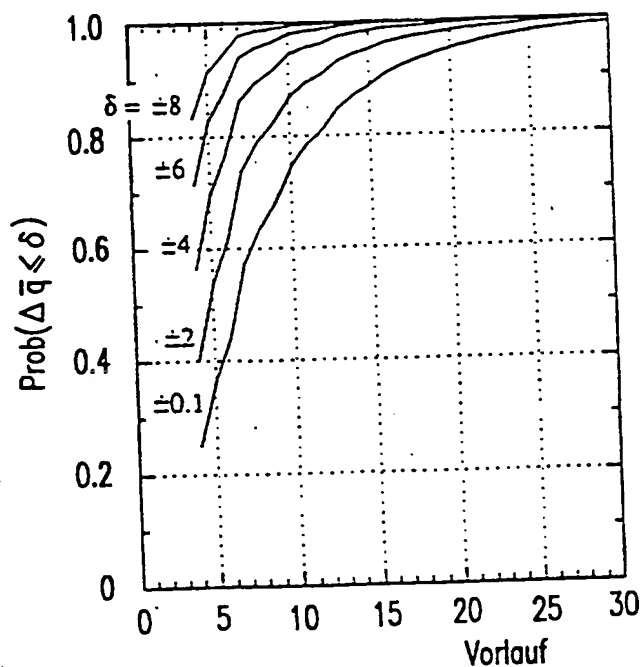


FIG. 6

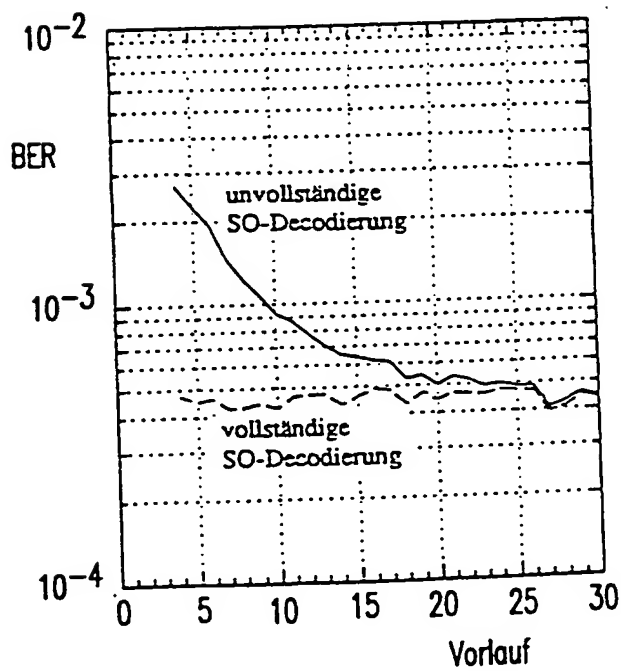


FIG. 7

5/7

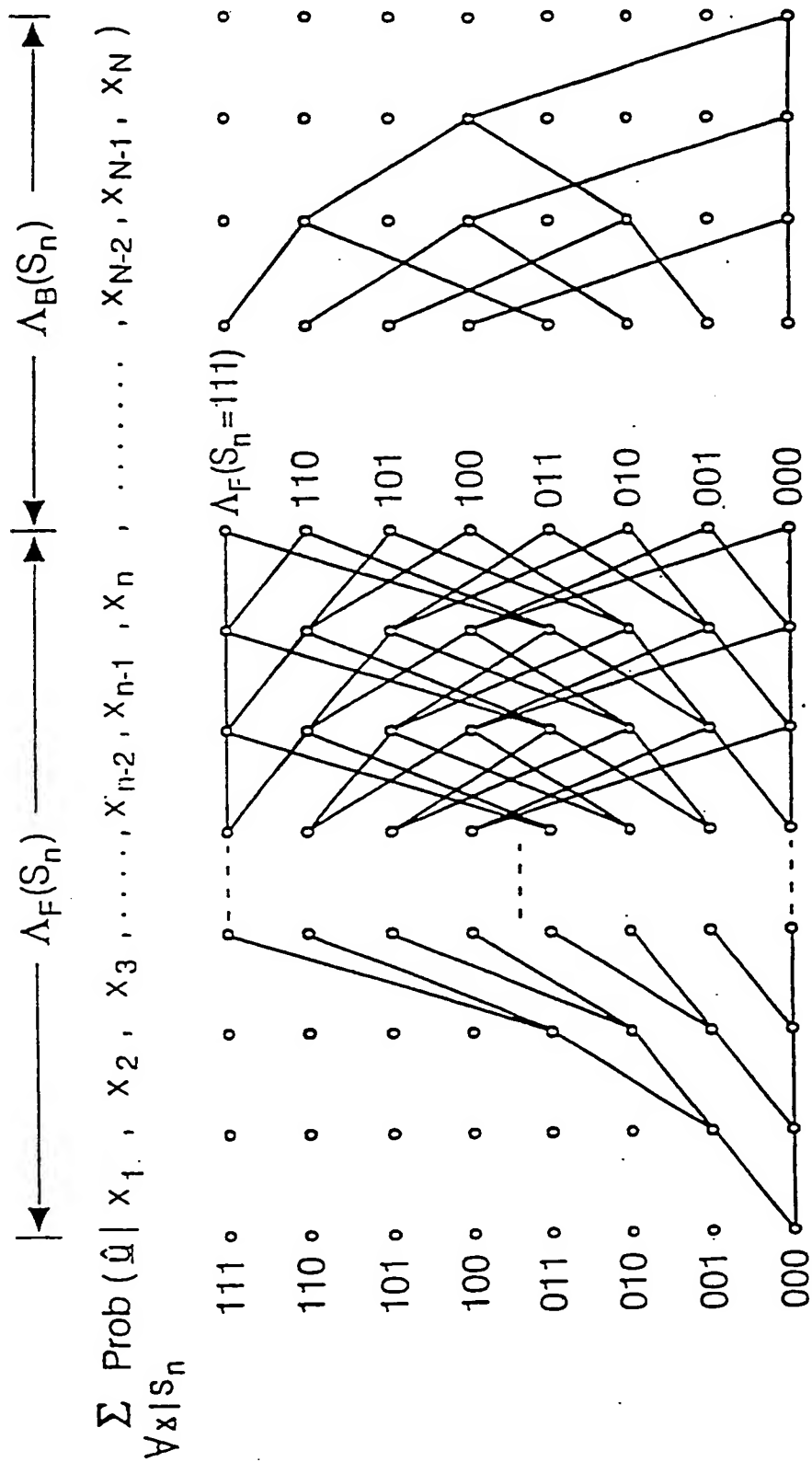
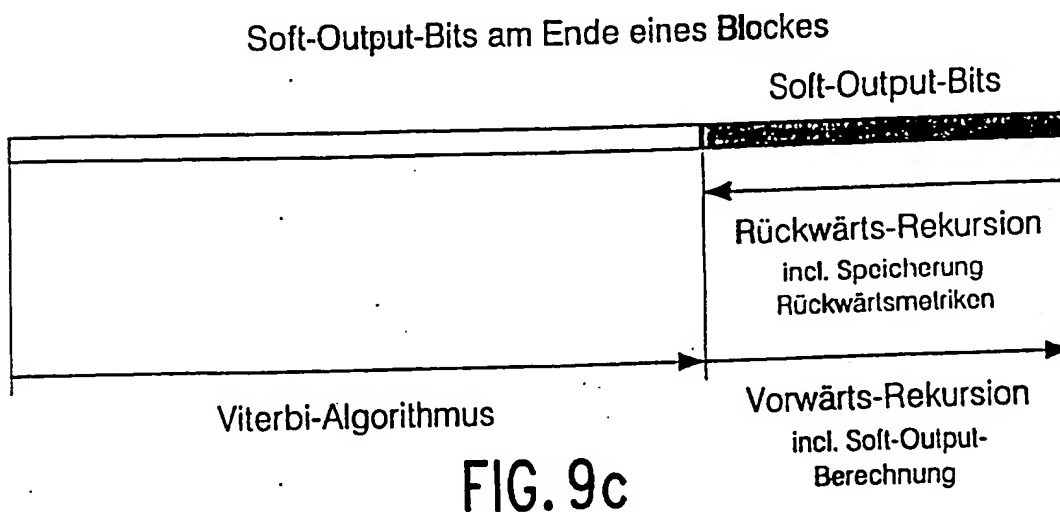
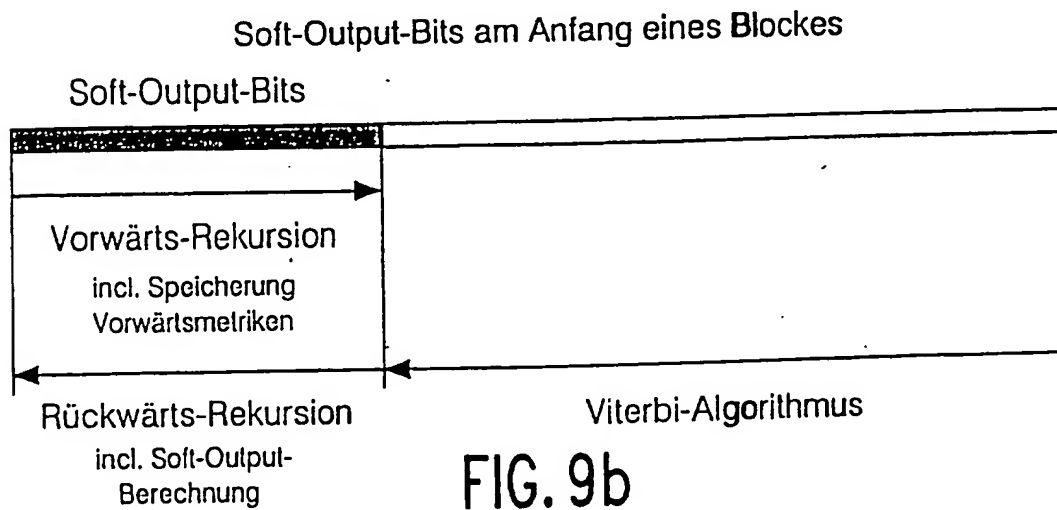
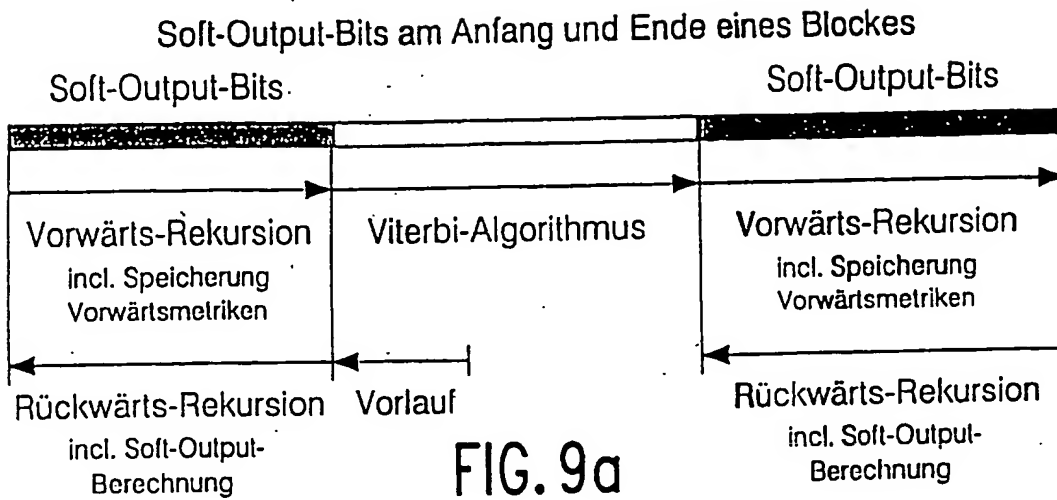


FIG. 8

6/7



7/7

Aufwandsvergleich

Viterbi-Algorithmus	suboptimaler Soft-Output-Algorithmus
	Rückwärtsrekursion
Vorwärtsrekursion	Vorwärtsrekursion
Pfadgedächtnis incl. Bitentscheidung	Soft-Output-Berechnung
Aufwand: 100 %	Aufwand: ca. 200 %

FIG. 10a

Vereinfachungen

Optimal-Algorithmus	suboptimaler Algorithmus
Wahrscheinlichkeiten	Log-Likelihood-Werte
Multiplikation	Addition
Addition	Maximumbildung
	Speicherplatzreduktion bleibt erhalten
	Vorwärtsrekursion wie beim Viterbi-Algorithmus
Maximum-Likelihood- Symbol-Schätzung (Minimierung der Bitfehlerwahrsch.)	Maximum-Likelihood- Sequenz-Schätzung (Minimierung der Blockfehlerwahrsch.)

FIG. 10b

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Int. Application No
PCT/IB 95/00912

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
IPC 6 H04L1/00 H03M13/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
IPC 6 H04L H03M

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JOURNAL OF VLSI SIGNAL PROCESSING, vol.8, no.2, October 1994, DORDRECHT NL pages 169 - 180, XP483302 O. J. JOERESSEN / M. VAUPEL / H. MEYR: 'High-Speed VLSI Architectures for Soft-Output Viterbi Decoding.' see page 169, right column, paragraph 1 see page 174, right column, paragraph 1 - page 176, right column, paragraph 1; figures 6,7 see page 179, left column, paragraph 2 - right column, paragraph 1 ---	1-10
A	EP,A,0 391 354. (DEUTSCHE FORSCHUNGSANSTALT FÜR LUFT- UND RAUMFAHRT E. V.) 10 October 1990 see abstract see page 2, line 44 - page 4, line 31 ---	1-10

-/--

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

* Special categories of cited documents:

- * 'A' document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- * 'E' earlier document but published on or after the international filing date
- * 'L' document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- * 'O' document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- * 'P' document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- * 'T' later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- * 'X' document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- * 'Y' document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- * '&' document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

19 January 1996

Date of mailing of the international search report

08.02.96

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+ 31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax (+ 31-70) 340-3016

Authorized officer

Gries, T

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Initial Application No
PCT/IB 95/00912

C(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<p>DE,A,42 24 214 (DEUTSCHE FORSCHUNGSANSTALT FÜR LUFT- UND RAUMFAHRT E. V.) 27 January 1994</p> <p>see page 5, line 41 - page 6, line 35 see page 6, line 58 - page 7, line 13</p>	2,4-6,10
A	<p>ICASSP-93. 1993 INTERNATIONAL CONFERENCE ON ACOUSTICS, SPEECH AND SIGNAL PROCESSING, MINNEAPOLIS, US, 27.-30.04.1993,</p> <p>vol.1, 27 April 1993, IEEE, NEW YORK, US pages 433 - 436, XP398410</p> <p>P. J. BLACK / T. H.-Y. MENG: 'Hybrid Survivor Path Architectures for Viterbi Decoders.'</p> <p>see abstract see page 433, left column, paragraph 2 - paragraph 3 see page 434, right column, paragraph 2 - page 436, left column, paragraph 4; figures 3,6,7</p>	1-10
A	<p>IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY, vol.IT-20, no.2, March 1974, NEW YORK US pages 284 - 287</p> <p>L. R. BAHL / J. COCKE / F. JELINK / J. RAVIV: 'Optimal Decoding of Linear Codes for Minimizing Symbol Error Rate.'</p> <p>see the whole document</p>	1-10
A	<p>IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS. ICC'89, BOSTON, US, 11.-14.06.1989,</p> <p>vol.2, 11 June 1989, IEEE, NEW YORK, US pages 1096 - 1100, XP75285</p> <p>H. K. THAPAR / J. M. CIOFFI: 'A Block Processing Method for Designing High-Speed Viterbi Detector.'</p> <p>see page 1097, left column, paragraph 2 - page 1099, left column, paragraph 1; figures 2,5</p>	1-10
P,X	<p>IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY, vol.41, no.3, May 1995, NEW YORK US pages 704 - 713</p> <p>Y. LI / B. VUCETIC / Y. SATO: 'Optimum Soft-Output Detection for Channels with Intersymbol Interference.'</p>	1,7
P,A	<p>see page 704, left column, paragraph 1 - page 705, right column, paragraph 2 see page 708, right column, paragraph 4 - page 710, right column, paragraph 3 see page 710, right column, paragraph 4 - paragraph 5</p>	2-6,8-10

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No

PCT/IB 95/00912

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP-A-0391354	10-10-90	DE-A- 3910739 JP-A- 2288512 US-A- 5181209	11-10-90 28-11-90 19-01-93
DE-A-4224214	27-01-94	FR-A- 2694647	11-02-94

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen

PCT/IB 95/00912

A. KLASSIFIZIERUNG DES ANMELDUNGSGEGENSTANDES
IPK 6 H04L1/00 H03M13/00

Nach der Internationalen Patentklassifikation (IPK) oder nach der nationalen Klassifikation und der IPK

B. RECHERCHIERTE GEBIETE

Recherchierte Mindestprüfstoff (Klassifikationssystem und Klassifikationssymbole)

IPK 6 H04L H03M

Recherchierte aber nicht zum Mindestprüfstoff gehörende Veröffentlichungen, soweit diese unter die recherchierten Gebiete fallen

Während der internationalen Recherche konsultierte elektronische Datenbank (Name der Datenbank und evtl. verwendete Suchbegriffe)

C. ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	<p>JOURNAL OF VLSI SIGNAL PROCESSING, Bd.8, Nr.2, Oktober 1994, DORDRECHT NL Seiten 169 - 180, XP483302 O. J. JOERESSEN / M. VAUPEL / H. MEYER: 'High-Speed VLSI Architectures for Soft-Output Viterbi Decoding.' siehe Seite 169, rechte Spalte, Absatz 1 siehe Seite 174, rechte Spalte, Absatz 1 - Seite 176, rechte Spalte, Absatz 1; Abbildungen 6,7 siehe Seite 179, linke Spalte, Absatz 2 - rechte Spalte, Absatz 1</p> <p style="text-align: center;">--- -/-</p>	1-10



Weitere Veröffentlichungen sind der Fortsetzung von Feld C zu entnehmen



Siehe Anhang Patentfamilie

* Besondere Kategorien von angegebenen Veröffentlichungen :

"A" Veröffentlichung, die den allgemeinen Stand der Technik definiert, aber nicht als besonders bedeutsam anzusehen ist

"E" älteres Dokument, das jedoch erst am oder nach dem internationalen Anmeldedatum veröffentlicht worden ist

"F" Veröffentlichung, die geeignet ist, einen Prioritätsanspruch zweifelhaft erscheinen zu lassen, oder durch die das Veröffentlichungsdatum einer anderen im Recherchenbericht genannten Veröffentlichung belegt werden kann oder die aus einem anderen besonderen Grund angegeben ist (wie geführt)

"G" Veröffentlichung, die sich auf eine mündliche Offenbarung, Benutzung, eine Ausstellung oder andere Maßnahmen bezieht, die vor dem internationalen Anmeldedatum, aber nach dem beanspruchten Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist

"T" Spätere Veröffentlichung, die nach dem internationalen Anmeldedatum oder dem Prioritätsdatum veröffentlicht worden ist und mit der Anmeldung nicht kollidiert, sondern nur zum Verständnis des der Erfindung zugrundeliegenden Prinzips oder der ihr zugrundeliegenden Theorie angegeben ist

"X" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann allein aufgrund dieser Veröffentlichung nicht als neu oder auf erfinderscher Tätigkeit beruhend betrachtet werden

"Y" Veröffentlichung von besonderer Bedeutung; die beanspruchte Erfindung kann nicht als auf erfinderscher Tätigkeit beruhend betrachtet werden, wenn die Veröffentlichung mit einer oder mehreren anderen Veröffentlichungen dieser Kategorie in Verbindung gebracht wird und diese Verbindung für einen Fachmann naheliegend ist

"Z" Veröffentlichung; die Mitglied derselben Patentfamilie ist

Datum des Abschlusses der internationalen Recherche

19. Januar 1996

Abschließdatum des internationalen Recherchenberichts

08.02.96

Name und Postanschrift der Internationalen Recherchenbehörde
Europäisches Patentamt, P.B. 5818 Patentlaan 2
NL - 2280 HV Rijswijk
Tel. (+ 31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,
Fax (+ 31-70) 340-3016

Bevollmächtigter Bediensteter

Gries, T

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Internationales Aktenzeichen

PCT/IB 95/00912

C.(Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
A	EP,A,0 391 354 (DEUTSCHE FORSCHUNGSANSTALT FÜR LUFT- UND RAUMFAHRT E. V.) 10. Oktober 1990 siehe Zusammenfassung siehe Seite 2, Zeile 44 - Seite 4, Zeile 31 ---	1-10
A	DE,A,42 24 214 (DEUTSCHE FORSCHUNGSANSTALT FÜR LUFT- UND RAUMFAHRT E. V.) 27. Januar 1994 siehe Seite 5, Zeile 41 - Seite 6, Zeile 35 siehe Seite 6, Zeile 58 - Seite 7, Zeile 13 ---	2,4-6,10
A	ICASSP-93. 1993 INTERNATIONAL CONFERENCE ON ACOUSTICS, SPEECH AND SIGNAL PROCESSING, MINNEAPOLIS, US, 27.-30.04.1993, Bd.1, 27. April 1993, IEEE, NEW YORK, US Seiten 433 - 436, XP398410 P. J. BLACK / T. H.-Y. MENG: 'Hybrid Survivor Path Architectures for Viterbi Decoders.' siehe Zusammenfassung siehe Seite 433, linke Spalte, Absatz 2 - Absatz 3 siehe Seite 434, rechte Spalte, Absatz 2 - Seite 436, linke Spalte, Absatz 4; Abbildungen 3,6,7 ---	1-10
A	IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY, Bd.IT-20, Nr.2, März 1974, NEW YORK US Seiten 284 - 287 L. R. BAHL / J. COCKE / F. JELINK / J. RAVIV: 'Optimal Decoding of Linear Codes for Minimizing Symbol Error Rate.' siehe das ganze Dokument ---	1-10
A	IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS. ICC'89, BOSTON, US, 11.-14.06.1989, Bd.2, 11. Juni 1989, IEEE, NEW YORK, US Seiten 1096 - 1100, XP75285 H. K. THAPAR / J. M. CIOFFI: 'A Block Processing Method for Designing High-Speed Viterbi Detector.' siehe Seite 1097, linke Spalte, Absatz 2 - Seite 1099, linke Spalte, Absatz 1; Abbildungen 2,5 ---	1-10

	-/--	

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Inter. Aktenzeichen

PCT/IB 95/00912

C.(Fortsetzung) ALS WESENTLICH ANGESEHENE UNTERLAGEN

Kategorie*	Bezeichnung der Veröffentlichung, soweit erforderlich unter Angabe der in Betracht kommenden Teile	Betr. Anspruch Nr.
P, A	IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY, Bd.41, Nr.3, Mai 1995, NEW YORK US Seiten 704 - 713 Y. LI / B. VUCETIC / Y. SATO: 'Optimum Soft-Output Detection for Channels with Intersymbol Interference.'	1,7
	siehe Seite 704, linke Spalte, Absatz 1 - Seite 705, rechte Spalte, Absatz 2 siehe Seite 708, rechte Spalte, Absatz 4 - Seite 710, rechte Spalte, Absatz 3 siehe Seite 710, rechte Spalte, Absatz 4 -Absatz 5 -----	2-6,8-10

INTERNATIONALER RECHERCHENBERICHT

Angaben zu Veröffentlichung, die zur selben Patentfamilie gehören

Internationales Aktenzeichen

PCT/IB 95/00912

Im Recherchenbericht angeführtes Patentdokument	Datum der Veröffentlichung	Mitglied(er) der Patentfamilie	Datum der Veröffentlichung
--	-------------------------------	-----------------------------------	-------------------------------

EP-A-0391354	10-10-90	DE-A- 3910739	11-10-90
		JP-A- 2288512	28-11-90
		US-A- 5181209	19-01-93

DE-A-4224214	27-01-94	FR-A- 2694647	11-02-94
--------------	----------	---------------	----------

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

☒ **BLACK BORDERS**

☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**

☒ **FADED TEXT OR DRAWING**

☒ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**

☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**

☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**

☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**

☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**

☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**

☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.